

*На правах рукописи*

ГУРЕНТЬЕВ ЕВГЕНИЙ АЛЕКСАНДРОВИЧ

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ РОБАСТНОЙ СИСТЕМЫ  
УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫМ АСИНХРОННЫМ  
ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ НА ОСНОВЕ ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ МЕТОДОВ**

Специальность 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

**АВТОРЕФЕРАТ**

диссертации на соискание ученой  
степени кандидата технических наук

Екатеринбург – 2010

Работа выполнена на кафедре «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Уральского федерального университета имени первого Президента России Б.Н. Ельцина

Научный руководитель: доктор технических наук, профессор  
Браславский Исаак Яковлевич

Научный консультант: кандидат технических наук, доцент  
Ишматов Закир Шарифович

Официальные оппоненты: доктор технических наук, профессор  
Радионов Андрей Александрович

кандидат технических наук, доцент  
Зеленцов Валерий Иванович

Ведущая организация: ЗАО «Тяжпромэлектромет»,  
г. Екатеринбург

Защита состоится 22 декабря 2010 г. в 14 час. 15 мин. на заседании диссертационного совета Д 212.285.03 по адресу: 620002, Екатеринбург, ул. Мира, 19, УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, ЭТФ, ауд. Э-406.

Отзывы на автореферат в двух экземплярах, заверенные печатью организации, просим направлять на имя ученого секретаря диссертационного совета Д 212.285.03 по адресу: 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 19, УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке УрФУ.

Автореферат разослан 19 ноября 2010 г.

Ученый секретарь  
диссертационного совета Д 212.285.03

Зюзов А.М.

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

**Актуальность темы.** Совершенствование технологических процессов и производств, повышение производительности промышленного оборудования и качества выпускаемой продукции определили возросшие требования к автоматизированному электроприводу. Прежде всего это относится к повышению точности и качества регулирования выходных координат в установившихся и переходных режимах при воздействии внешних и параметрических возмущений.

Хотя диапазон изменения параметров объекта в системах промышленного электропривода не очень широк, и обычно наблюдается лишь 1,5–3-кратное их изменение, известные в практике проектирования традиционные системы зачастую не могут обеспечить надлежащего качества управления.

Для получения приемлемого качества регулирования замкнутых систем в условиях внешних и параметрических возмущений используют адаптивные и робастные системы управления. В последнее время приоритетное место занимают робастные системы, поскольку структура и параметры робастных регуляторов, в отличие от адаптивных, в процессе эксплуатации установки остаются постоянными. Поэтому синтез и наладка таких систем проще и дешевле. При этом отдается предпочтение такой структуре робастной системы, которая в сравнении с традиционными системами имела бы минимальные усложнения и стандартные (или близкие к ним) настройки.

Таким образом, актуальной является задача построения робастных систем электропривода, обеспечивающих заданные качество и точность регулирования в условиях меняющихся параметров объекта и внешних возмущений без серьёзного усложнения методик проектирования и получаемых алгоритмов управления, а значит – приемлемые стоимостные показатели.

Вопросам разработки и использования робастной теории для САР электропривода посвящены труды таких ученых как Борцов Ю.А., Коцегуб П.Х., Толочко О.И., Тютиков В.В., Тарарыкин С.В. и др. Заметим, что в отечественной литературе робастные методы иногда связывают с сигнальным алгоритмом адаптации.

Существенную роль при проектировании системы автоматического управления играют выбранные методы синтеза и анализа систем. Сравнение наиболее распространенных методов синтеза робастных САР позволило выделить, а в дальнейшем и эффективно использовать получивший распространение в последнее время метод полиномиальных уравнений (ПУ), отличающийся простотой, удобством и широкими, еще полностью не раскрытыми, возможностями. Использование полиномиальных методов может рассматриваться как один из подходов для синтеза и анализа робастных систем, дающий разработчику простые, надежные и эффективные средства решения вопросов, связанных с проектированием качественных систем автоматического управления.

Несмотря на обилие публикаций по этой тематике, существует ряд нерешенных задач. Например, в известных моделях объекта управления не учитывается вариация параметров, что не дает возможности учесть это явление при

синтезе систем, а на этапе анализа – оценить эффективность использования робастных систем на всем диапазоне варьируемой величины; отсутствует обоснование механизма подавления робастной системой параметрических возмущений и др.

**Объект исследования.** Частотно-регулируемый асинхронный электропривод с двухмассовой механической частью и цифровой векторной системой управления.

**Целью работы** является разработка и исследование модифицированного полиномиального подхода к синтезу и анализу робастных векторных систем управления асинхронным электроприводом на основе интервальных моделей объекта управления.

В соответствии с поставленной целью были определены следующие **задачи работы**:

1. Разработать математические модели объекта регулирования «преобразователь частоты – асинхронный двигатель» (ПЧ-АД) в «интервальном» виде при воздействии внешних и параметрических возмущений. Выполнить оценку возможного диапазона изменения этих возмущений.
2. Для решения задач синтеза разработать методику выбора из множества точечных моделей, составляющих интервальную модель объекта, такой расчетной точечной модели, которая бы обеспечивала минимальное отклонение качества регулирования от желаемого при изменении соответствующего параметра в заданных границах интервала.
3. Разработать модифицированную методику синтеза цифровых робастных систем управления электроприводом, отличающуюся от известных большей физической наглядностью и простотой анализа. При разработке методики синтеза должны использоваться два подхода: метод непрерывного аналога и синтез непосредственно в цифровой области.
4. С помощью интервального подхода выполнить в общем виде сравнительный анализ традиционных и робастных систем, получаемых по этой методике, и доказать их робастные свойства.
5. С помощью двух подходов с использованием модифицированной методики выполнить синтез робастных цифровых регуляторов тока и скорости. С помощью интервального подхода произвести сравнительный анализ чувствительности к параметрическим и внешним возмущениям полученных традиционных и робастных контуров регулирования тока и скорости.
6. Подтвердить результаты теоретических исследований компьютерным моделированием на уточненной модели объекта и экспериментальными исследованиями.

**Методы исследований.** Теоретические исследования выполнены с привлечением методов теоретической электротехники, теории электропривода, полиномиальной алгебры, теории автоматического управления, математического моделирования. При создании математической модели и проведении имитационного моделирования использовались программные пакеты *MatLab/Simulink*, *MathCad*. Экспериментальная часть исследования проводилась на лабораторном стенде с использованием стандартного преобразователя

частоты *SIMOVER MASTERDRIVE Vector Control* и асинхронного двигателя с импульсным датчиком скорости.

**Основные положения**, выносимые на защиту:

1. Интервальные математические модели объекта регулирования для работы в условиях вариации параметров. Методика выбора расчетной точечной модели объекта из множества, составляющего интервальную модель объекта.
2. Модифицированная методика синтеза цифровых робастных САР на основе новой формы общего решения полиномиального уравнения.
3. Структуры робастных цифровых регуляторов тока и скорости, полученные с использованием двух подходов: методом непрерывного аналога и непосредственно в цифровой области.
4. Результаты теоретических и экспериментальных исследований робастной системы управления асинхронным электроприводом.

**Научная новизна** представляемой диссертационной работы заключается в следующем:

1. Разработаны интервальные математические модели асинхронного двухмассового электропривода с учетом вариации параметров, наличия внутренних перекрестных связей и упругой связи второй массы. Приведены границы вариации интервальных параметров объекта в асинхронном электроприводе. Предложена методика выбора расчетной точечной модели объекта из множества точечных, составляющих интервальную модель объекта.
2. Разработана модифицированная методика синтеза робастных регуляторов методом ПУ, отличающаяся от известных простотой и физической наглядностью системы в целом. На основе модифицированной методики выполнен синтез цифровых робастных регуляторов тока и скорости. При этом рассмотрены два подхода к синтезу регуляторов: в аналоговом виде с последующим переводом в цифровую форму и синтез непосредственно в дискретной области. Оценены границы применимости таких регуляторов.
3. На основе интервального подхода к описанию объекта регулирования выполнены теоретические исследования цифровых робастных САР как в общем виде, так и для замкнутых САР тока и скорости. Доказано, что полученные робастные регуляторы обеспечивают улучшенную отработку внешних возмущающих воздействий и слабую параметрическую чувствительность.
4. Компьютерное моделирование и экспериментальные исследования показали, что использование робастного регулятора тока в системах управления частотно-регулируемым асинхронным электроприводом позволяет исключить из структуры векторной САР блок компенсации перекрестных связей, а применение робастного регулятора скорости – значительно уменьшить упругие колебания в механической части электропривода, снизить влияние вариации момента инерции на качество переходных процессов.

**Практическая ценность** выполненной работы заключается в том, что робастные системы электропривода, полученные методом ПУ, обеспечивают свойство слабой параметрической чувствительности и улучшают отработку внешних возмущающих воздействий, что ведет к стабилизации характеристик

электропривода и, соответственно, повышает качество его работы. Полученный методом ПУ робастный регулятор скорости, благодаря своей простоте, позволяет реализовать его в стандартном промышленном преобразователе без дополнительных капитальных затрат. Разработанные робастные регуляторы могут быть использованы в промышленных электроприводах с заметным влиянием на качество регулирования параметрических и внешних возмущений, в том числе связанных с упругостью механической части электропривода.

Разработанная методика принята к использованию в проектной практике ЗАО «Автоматизированные системы и комплексы» (г. Екатеринбург) и используется в учебном процессе кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок ФГАОУ ВПО «УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина» при изучении дисциплины «Современная теория управления».

**Апробация работы.** Основные результаты работы доложены и обсуждены:

- 1) на IX (2005 г.), XII (2007 г.) отчетных конференциях молодых ученых ГОУ ВПО УГТУ-УПИ;
- 2) на V Международной (XVI Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2007 (г. Санкт-Петербург, 2007);
- 3) на VI международной (XVII Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2010 (г. Тула, 2010);
- 4) на международной научно-технической конференции «Информационные системы и технологии ИСТ-2008» (г. Нижний Новгород, 2008);
- 5) на региональной научно-технической конференции НТИ(ф) УГТУ-УПИ «НАУКА-ОБРАЗОВАНИЕ-ПРОИЗВОДСТВО: Опыт и перспективы развития» (г. Нижний Тагил, 2009);
- 6) на международной научно-технической конференции «Информационные системы и технологии ИСТ-2009» (Нижний Новгород, 2009).

**Публикации.** По результатам выполненных исследований опубликовано 13 статей и докладов, в том числе 3 статьи в периодических изданиях, рекомендованных ВАК РФ.

**Структура и объём работы.** Диссертация состоит из введения, четырёх глав, заключения, списка литературы из 139 наименований и приложения. Работа изложена на 188 страницах основного текста, содержит 64 рисунка и 1 таблицу.

## СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

**Во введении** обоснована актуальность темы, сформулированы цель и основные задачи работы, кратко изложено содержание диссертации.

**В первой главе** выполнен обзор современного состояния методов разработки и исследования робастных систем автоматического управления, рассмотрены причины неустойчивости характеристик электропривода, дано описание объекта управления в общепринятом виде.

При рассмотрении объекта управления за основу принята математическая модель двухмассовой электромеханической системы (ДЭМС) с упругостью первого рода.

Основными параметрами ПЧ-АД, подверженными возмущениям, являются активные сопротивления обмоток статора  $R_s$  и ротора  $R_r$ , взаимная индуктивность  $L_m$ , моменты инерции масс  $J_1$  и  $J_2$  ДЭМС и жесткость упругой связи  $C_{12}$ . К внешним возмущениям относят «просадки» напряжения сети и «наброс» нагрузки на валу. Произведен анализ диапазона вариации указанных параметров. Показано, что в большинстве случаев целесообразно использование робастных систем управления, совмещающих в себе относительно простые методы синтеза и получаемые структуры регуляторов, и обеспечивающих стабильность статических и динамических характеристик системы при ограниченном диапазоне изменения параметров объекта.

В обзоре методов синтеза робастных систем рассмотрены  $H$  (Харди) - синтез, синтез линейно-квадратичного регулятора, методики синтеза систем управления с сигнальным алгоритмом адаптации и стационарным наблюдателем, предложенные Ю.А.Борцовым, а также метод ПУ.

Сравнение особенностей этих методов позволило сделать вывод о целесообразности применения для синтеза робастных САР промышленного ЭП метода ПУ, который в сравнении с другими методами синтеза обладает рядом преимуществ. Достоинствами этого метода являются его аналитичность, единая и простая методика расчёта корректирующих устройств для всех контуров регулирования и др. Метод ПУ предназначен для проектирования систем, построенных по принципу подчиненного регулирования координат, давно и широко применяемому в современных системах электропривода; описание САР производится с помощью передаточных функций (ПФ).

В диссертационной работе рассматриваются два подхода к синтезу регуляторов. Суть первого подхода, используемого при сравнительно низком быстродействии системы, заключается в том, что объект считается непрерывным и синтез регулятора производится в аналоговом виде. Полученный непрерывный регулятор аппроксимируется далее цифровым, например, методом прямоугольников. Данный подход используется при сравнительно малых периодах дискретности  $T$ . При втором подходе, используемом в системах с высокими требованиями к быстродействию, синтез производится сразу в  $z$ -области. При этом ПФ объекта представляется в дискретном виде. Учет дискретных свойств объекта уже на этапе синтеза позволяет получить законы регулирования, обеспечивающие заданное качество даже при относительно больших периодах дискретности  $T$ . Далее в автореферате рассматриваются методики синтеза цифровых систем с помощью первого подхода.

Синтез регуляторов методом ПУ производится для объекта, ПФ которого представляется в виде

$$W_o(s) = \frac{P(s)}{s^i Q(s)}, \quad (1)$$

где  $P(s)$ ,  $Q(s)$  – взаимно простые полиномы от  $s$  степени  $n_P$  и  $n_Q$ , не имеющие нулей в точке  $s=0$ , коэффициенты полиномов  $P(s) = \sum_{k=0}^{n_P} p_k s^k$  и  $Q(s) = \sum_{k=0}^{n_Q} q_k s^k$  имеют фиксированные значения;  $i$  – количество интегрирующих звеньев в объекте.

Регулирующая часть САР содержит собственно регулятор  $W_p(s)$  и фильтр на входе замкнутой системы  $W_\phi(s)$ . Передаточные функции регулятора и фильтра выглядят следующим образом:

$$W_p(s) = \frac{M(s)Q_K(s)}{s^j N(s)P_K(s)} \quad \text{и} \quad W_\phi(s) = \frac{L(s)}{M(s)}. \quad (2)$$

Здесь  $M(s)$ ,  $N(s)$  и  $L(s)$  – искомые полиномы от  $s$  степени  $n_M$ ,  $n_N$  и  $n_L$  соответственно, не имеющие нулей в точке  $s=0$ ;  $j$  – количество интегрирующих звеньев в регуляторе, обеспечивающих требуемый порядок астатизма по задающему воздействию  $x(t)$  и по возмущению  $f(t)$ .

Структура такой системы представлена на рис.1.

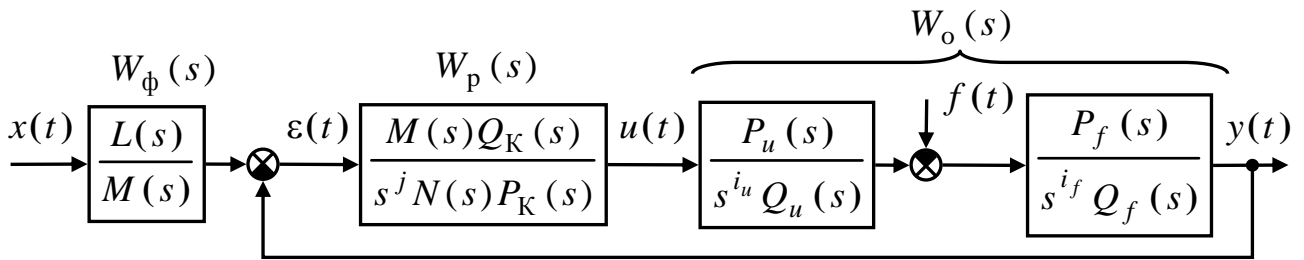


Рис. 1

Как известно, методика синтеза робастного регулятора методом ПУ состоит из следующих этапов:

1) ПФ объекта регулирования разбивают на компенсируемую и некомпенсируемую части:

$$W_o(s) = \frac{P_K(s)P_H(s)}{s^i Q_K(s)Q_H(s)}. \quad (3)$$

2) Для получения требуемого порядка астатизма по задающему и возмущающему воздействию количество интеграторов в регуляторе должно быть равно соответственно

$$j = r_x - i \quad \text{и} \quad j = r_f - i + i_f, \quad (4)$$

где  $r_x$  и  $r_f$  – требуемый порядок астатизма по задающему и возмущающему воздействию соответственно.



3) Минимальные степени полиномов  $A(s) = \sum_0^{n_A} a_k s^k$ ,  $M(s) = \sum_0^{n_M} m_k s^k$  и

$N(s) = \sum_0^{n_N} n_k s^k$  находят по формулам:

$$n_A = n_Q + n_{Q_H} + 2i + j - 1, \quad n_M = n_{Q_H} + i + j - 1, \quad n_N = n_Q + i - 1. \quad (5)$$

4) Задаются желаемой ПФ замкнутой системы

$$G_{\text{ж}}(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{B(s)}{A(s)}, \quad (6)$$

где  $A(s)$  и  $B(s)$  – полиномы от  $s$  степени  $n_A$  и  $n_B$  соответственно, которые, как правило, выбираются из стандартных.

5) Коэффициенты полиномов  $M(s)$ ,  $N(s)$  и  $L(s)$  находят из уравнений

$$L(s)P_H(s) = B(s), \quad (7)$$

$$M(s)P_H(s) + s^{i+j}Q_H(s)N(s) = A(s). \quad (8)$$

В результате такого синтеза получаются наиболее простые (минимальные), в том числе типовые, хорошо известные, регуляторы.

6) Общее (неминимальное) решение  $M^*(s)$  и  $N^*(s)$  находится из минимального решения  $M(s)$  и  $N(s)$  следующим образом:

$$M^*(s) = M(s) + D(s)s^{i+j}Q_H(s); \quad (9)$$

$$N^*(s) = N(s) - D(s)P_H(s), \quad (10)$$

где

$$D(s) = \frac{k_D}{A_D(s)} = \frac{k_D}{(T_D s + 1)^v}; \quad (11)$$

$A_D(s)$  – устойчивый полином, не имеющий нулей  $s=0$ ;  $k_D$ ,  $T_D$  – настроечные параметры;  $v \geq j$  – из условия реализуемости звена  $s^j D(s)$ .

Передаточные функции регулятора и фильтра на входе системы, соответствующие общему решению, принимают вид

$$W_p(s) = \frac{M^*(s)Q_K(s)}{s^j N^*(s)P_K(s)} = \frac{[M(s) + s^{i+j}D(s)Q_H(s)]Q_K(s)}{s^j [N(s) - D(s)P_H(s)]P_K(s)}, \quad (12)$$

$$W_\phi(s) = \frac{L(s)}{M^*(s)} = \frac{L(s)}{M(s) + s^{i+j}D(s)Q_H(s)}. \quad (13)$$

Структура замкнутой системы с регулятором (12) и фильтром (13), представленная на рис.2, получена с помощью эквивалентных преобразований.

Из структурной схемы видно, что робастный регулятор (12) содержит традиционный регулятор и фильтр (2), а также внутреннюю двухвходовую модель объекта. Невязка  $e(t)$  выходов двухвходовой модели и объекта через звено с передаточной функцией  $s^j D(s)$  подается на вход системы. Описанный способ коррекции динамических систем придает САР робастные свойства.

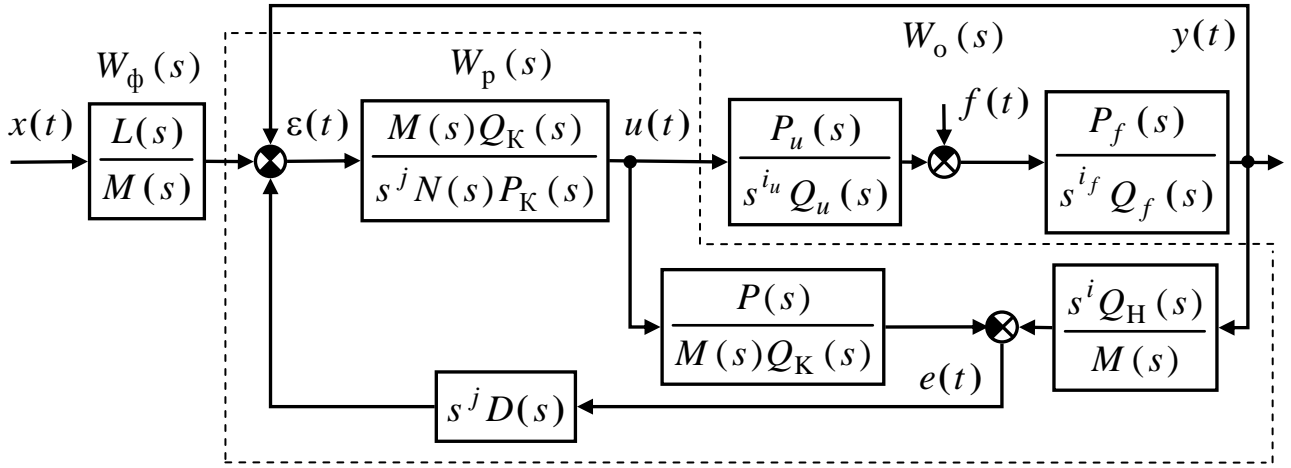


Рис. 2

Однако предложенный метод синтеза имеет и определенные недостатки. В частности, в представленной структуре сложно выявить физическую природу сигнала  $e(t)$ , не очевиден механизм подавления влияния вариаций параметров и внешних возмущений, что затрудняет анализ свойств такой системы и оптимизацию настроек робастной САР. Кроме того, использование традиционного представления объекта управления в виде ПФ с фиксированными значениями коэффициентов не дает возможности учесть вариацию параметров объекта управления на этапах анализа и синтеза.

В главе также сформулированы задачи диссертационного исследования.

**Во второй главе** рассмотрена модифицированная методика синтеза робастных систем регулирования методом ПУ, произведен анализ полученной системы с помощью интервального подхода. Описание методики синтеза цифровых робастных САР представлено с помощью двух подходов: метод непрерывного аналога и синтез системы непосредственно в цифровой области. Для синтеза и анализа разработаны точечные и интервальные модели объектов управления векторной системы частотно-регулируемого асинхронного электропривода, учитывающие возмущения и вариацию параметров объекта. Представлена методика выбора расчетной точечной модели объекта, используемой при синтезе САР, из множества, составляющего интервальную модель объекта.

Если параметры объекта меняются в некотором ограниченном диапазоне и известны границы вариации этих параметров, то объект регулирования можно представить в виде интервальной передаточной функции:

$$\tilde{W}_o(s) = \frac{\tilde{P}(s)}{s^i \tilde{Q}(s)} = \frac{P(s)}{s^i Q(s)} \cdot \frac{1}{\tilde{W}(s)}, \quad (14)$$

где  $\tilde{P}(s) = \sum_{k=0}^{n_P} \tilde{p}_k s^k$  и  $\tilde{Q}(s) = \sum_{k=0}^{n_Q} \tilde{q}_k s^k$  – интервальные полиномы, в которых ко-

эффициенты принадлежат ограниченному интервалу  $\tilde{p}_k \in [\underline{p}_k; \bar{p}_k]$  и  $\tilde{q}_k \in [\underline{q}_k; \bar{q}_k]$ ;  $\underline{p}_k, \bar{p}_k$  – нижние и верхние границы коэффициентов полино-

ма  $\tilde{P}(s)$ ;  $\underline{q}_k, \bar{q}_k$  – нижние и верхние границы коэффициентов полинома  $\tilde{Q}(s)$ ;  
 $\tilde{W}(s) = \frac{P(s)\tilde{Q}(s)}{Q(s)\tilde{P}(s)}$  – интервальный множитель объекта.

Далее объект с передаточной функцией (1) будем называть «точечным», а объект с передаточной функцией (14) – «интервальным» объектом. Таким образом, интервальный объект – это множество, образованное точечными объектами, параметры которых находятся в указанных интервалах. Заметим, что в ПФ точечного объекта интервальный множитель  $\tilde{W}(s) = 1$ .

Важной задачей на этапе синтеза замкнутой САР является выбор из всего множества точечных моделей, составляющих интервальную модель объекта, расчетной точечной модели. Обычно для синтеза регуляторов используют расчетный точечный объект (1), параметры которого соответствуют номинальным значениям. Однако такой подход, как правило, приводит к существенно разным по качеству процессам на концах возможного интервала изменения параметров. Это связано как с разным влиянием параметра при его уменьшении и увеличении на качество процесса, так и с различной кратностью изменения параметра в сторону его уменьшения и увеличения относительно номинального значения.

Поэтому для синтеза регулятора из множества точечных объектов, составляющих интервальный объект (14), нужно выбрать один – расчетный (или эталонный) такой, чтобы отработка управляющих воздействий замкнутой САР на границах интервалов варьируемых параметров объекта была наилучшей в определенном смысле, а именно: потребуем, чтобы изменение качества регулирования на обоих концах интервала было одинаковым.

Для решения этой задачи можно использовать одну из известных интегральных оценок качества. Наиболее просто может быть вычислена интегральная оценка:

$$I_1 = \int_0^{\infty} \varepsilon(t) dt = \lim_{s \rightarrow 0} s G_{\varepsilon}(s), \quad (15)$$

где  $G_{\varepsilon}(s)$  – передаточная функция замкнутого контура по ошибке. Геометрически величина  $I_1$  – это площадь под кривой ошибки  $\varepsilon(t)$  и она может быть найдена аналитически. Возможно использование и других интегральных оценок.

Тогда параметры расчетного точечного объекта можно определить, например, из равенства

$$I^0 - \underline{I} = \bar{I} - I^0, \quad (16)$$

где  $I^0$  – величина интегральной оценки качества САР для искомого расчетного точечного объекта;  $\underline{I}, \bar{I}$  – величины интегральной оценки качества САР на границах изменения параметров объекта в сторону уменьшения и увеличения соответственно. При известных границах изменения параметров объекта, это уравнение решается относительно искомой расчетной величины параметра объекта.

Тогда ПФ замкнутой системы с интервальным объектом (14) и традиционным регулятором (2) представляются в виде:

– от задающего воздействия  $x(t)$  к выходу  $y(t)$  (при  $f(t)=0$ )

$$G(s) = \frac{L(s)}{M(s) + s^{i+j} N(s) \frac{Q_H(s)}{P_H(s)} \cdot \tilde{W}(s)}; \quad (17)$$

– от входного сигнала  $x(t)$  к ошибке системы  $\varepsilon(t)$  (при  $f(t)=0$ )

$$G_\varepsilon(s) = \frac{s^{i+j}}{\frac{M(s)P_H(s)}{N(s)Q_H(s)} \cdot \tilde{W}(s) + s^{i+j}}; \quad (18)$$

– от возмущающего воздействия  $f(t)$  к выходу  $y(t)$  или ошибке системы  $\varepsilon(t)$  (при  $x(t)=0$ )

$$G_f(s) = -\frac{\tilde{P}_f(s)}{\tilde{Q}_f(s)} \cdot \frac{s^{i+j-i_f}}{\frac{M(s)P_H(s)}{N(s)Q_H(s)} \cdot \tilde{W}(s) + s^{i+j}}. \quad (19)$$

Из (17) – (19) видно, что наличие интервального множителя в ПФ системы, обусловленного интервальной природой объекта, препятствуют получению желаемого стандартного переходного процесса при  $\tilde{W}(s) \neq 1$ .

Рассмотрим модифицированный подход к синтезу робастных САР методом ПУ. Предлагается общее решение находить из минимального решения (7), (8) по следующим формулам:

$$M^*(s) = M(s) + D(s) s^{i+j} \frac{Q_H(s)}{P_H(s)} N(s), \quad (20)$$

$$N^*(s) = N(s)[1 - D(s)], \quad (21)$$

где

$$D(s) = \frac{1}{A_D(s)} = \frac{1}{(T_D s + 1)^v}; \quad (22)$$

$v = i + j + n_N - n_{Q_H} - n_M - n_{P_H}$  – из условия реализуемости звена  $s^{i+j} \frac{N(s)Q_H(s)}{M(s)P_H(s)}$ . В отличие от (11), здесь  $D(s)$  содержит только один настроечный параметр  $T_D$ .

Тогда передаточные функции робастного регулятора и фильтра на входе системы примут вид:

$$W_p(s) = \frac{M^*(s)Q_K(s)}{s^j N^*(s)P_K(s)} = \frac{\left[ M(s) + s^{i+j} N(s) \frac{Q_H(s)}{P_H(s)} D(s) \right] Q_K(s)}{s^j N(s)[1 - D(s)]P_K(s)}, \quad (23)$$

$$W_{\phi}(s) = \frac{L(s)}{M^*(s)} = \frac{L(s)}{M(s) + s^{i+j} N(s) \frac{Q_H(s)}{P_H(s)} D(s)}. \quad (24)$$

На рис.3 представлена структурная схема робастной САР, полученная с помощью эквивалентных преобразований. Из структурной схемы видно, что в состав робастного регулятора входят традиционный минимальный регулятор (2) и внутренняя точечная модель объекта (1), параметры которой рассчитаны по (15), (16). Невязка  $e(t)$ , равная разнице выходных сигналов реального объекта и его модели  $\Delta y(t) = y(t) - y_M(t)$ , пройдя через звено с передаточной функцией  $s^{i+j} \frac{N(s)Q_H(s)}{M(s)P_H(s)}$  преобразуется в сигнал  $\Delta \varepsilon(t)$ , равный разнице ошибок замкнутых систем с реальным интервальным и эталонным точечным объектами. Далее через звено  $D(s)$ , которое является в общем случае фильтром, сигнал подается на вход системы. Благодаря этому изменения, происходящие в объекте, непосредственно участвуют в коррекции переходных процессов.

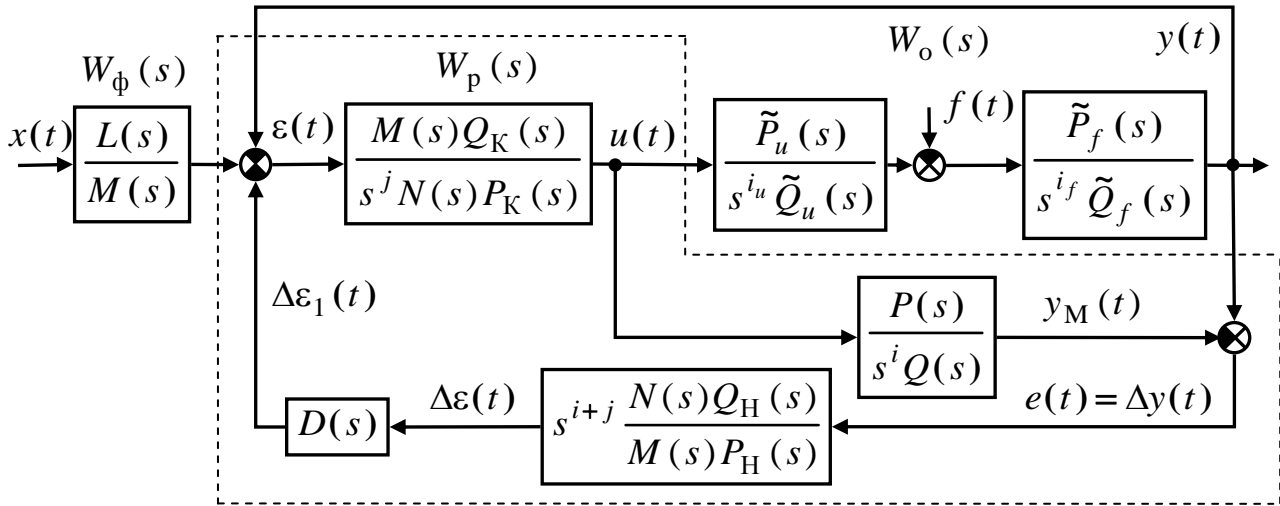


Рис.3

Передаточные функции системы с интервальным объектом (14), робастным регулятором (23) и фильтром (24) представляются в виде:

– от задающего воздействия  $x(t)$  к выходу  $y(t)$  (при  $f(t) = 0$ )

$$G(s) = \frac{L(s)}{M(s) + s^{i+j} N(s) \frac{Q_H(s)}{P_H(s)} \cdot [D(s) + (1 - D(s)) \cdot \tilde{W}(s)]} \approx \frac{L(s)}{M(s) + s^{i+j} N(s) \frac{Q_H(s)}{P_H(s)}}; \quad (25)$$

– от входного сигнала  $x(t)$  к ошибке системы  $\varepsilon(t)$  (при  $f(t) = 0$ )

$$G_{\varepsilon}(s) = \frac{s^{i+j} [D(s) + (1-D(s)) \cdot \tilde{W}(s)]}{\frac{M(s)P_H(s)}{N(s)Q_H(s)} + s^{i+j} [D(s) + s^{i+j} (1-D(s)) \cdot \tilde{W}(s)]} \approx \quad (26)$$

$$\approx \frac{s^{i+j}}{\frac{M(s)P_H(s)}{N(s)Q_H(s)} + s^{i+j}};$$

– от возмущающего воздействия  $f(t)$  к выходу  $y(t)$  или ошибке системы  $\varepsilon(t)$  (при  $x(t)=0$ )

$$G_f(s) = -\frac{\tilde{P}_f(s)}{\tilde{Q}_f(s)} \cdot \frac{s^{i+j-i_f} [1-D(s)] \cdot \tilde{W}(s)}{\frac{M(s)P_H(s)}{N(s)Q_H(s)} + s^{i+j} [D(s) + (1-D(s)) \cdot \tilde{W}(s)]} \approx 0. \quad (27)$$

Из (25) – (27) видно, что в системах управления с робастным регулятором соответствующим выбором дробно-рациональной функции  $D(s)$  появляется возможность значительно уменьшить влияние интервального множителя  $\tilde{W}(s)$ . Причем, чем меньше величина постоянной времени  $T_D$  у функции  $D(s)$ , тем эффективнее подавляется влияние внутренних возмущений в объекте, тем ближе переходные процессы будут к стандартным желаемым.

Действительно, при  $T_D \rightarrow 0$   $D(s) \approx 1$ , и выражение  $[1-D(s)] \approx 0$  фактически «поглощает» интервальный множитель  $\tilde{W}(s)$ . Тогда передаточные функции замкнутой системы по управлению (25) и ошибке (26) с интервальным объектом (14) соответствуют стандартным желаемым, а передаточная функция от внешнего возмущения (27) фактически сводится к нулю. Таким образом, эта структура, благодаря наличию в регуляторе внутренней модели объекта, не требует точного знания характеристик объекта и обладает свойством робастности (слабой чувствительности к изменению параметров объекта и внешним возмущениям).

В этой же главе разработаны интервальные модели объектов для частотно-регулируемого асинхронного ЭП:

– для контуров тока

$$W_{oi}(s) = \frac{k_{\Pi} / R_{se}}{T_{se}s + 1} \cdot \frac{1}{\tilde{W}_i(s)}, \quad (28)$$

где  $\tilde{W}_i(s) = \left[ \frac{\tilde{R}_{se}(\tilde{T}_{se}s + 1)}{R_{se}(T_{se}s + 1)} + \frac{1}{\tilde{T}_M(T_{se}s + 1)s} \right]$  – интервальный множитель контура

тока;  $\tilde{T}_M = \tilde{J}_{\Sigma} R_{se} / (1,5k_M^2)$  – электромеханическая постоянная времени АД.

– для контура скорости

$$W_{ow}(s) = \frac{1,5k_M}{J_{\Sigma}s(T_{\Theta}s + 1)} \cdot \frac{1}{\tilde{W}_{\omega}(s)}, \quad (29)$$

где  $T_{\Sigma}$  – эквивалентная постоянная времени замкнутого контура тока и фильтра

$$\text{в канале момента; } \tilde{W}_{\omega}(s) = \frac{\tilde{J}_{\Sigma}}{J_{\Sigma}} \cdot \frac{\left[ \frac{1}{\tilde{\Omega}_{12}^2} s^3 + \frac{\tilde{T}_{c1} + \tilde{T}_{c2}}{\tilde{\Omega}_{12}^2} s^2 + \left( \frac{\tilde{T}_{c1} \cdot \tilde{T}_{c2}}{\tilde{\Omega}_{12}^2} + 1 \right) s + \tilde{T}_{c\Sigma} \right]}{s \left[ \frac{\tilde{\gamma}}{\tilde{\Omega}_{12}^2} (s + \tilde{T}_{c2}) s + 1 \right]}$$

– интервальный множитель контура скорости. Здесь  $\tilde{\Omega}_{12}$  – резонансная частота упругой двухмассовой системы;  $\tilde{\gamma}$  – соотношение масс;  $\tilde{T}_{c1}$  и  $\tilde{T}_{c2}$  – постоянные времени демпфирования первой и второй масс;  $\tilde{T}_{c\Sigma}$  – постоянная времени демпфирования одномассовой системы (при  $C_{12} = \infty$ ).

Анализ составляющих интервального множителя контура тока показал, что первое слагаемое интервального множителя обусловлено вариацией величины активного сопротивления обмотки статора  $\tilde{R}_{se}$ , а второе – влиянием перекрестных связей двигателя в замкнутом контуре. Наличие интервального параметра  $\tilde{R}_{se}$  даёт отклонение от желаемой настройки замкнутой САР, а влияние противо-ЭДС вносит статическую ошибку по току.

Анализ составляющих интервального множителя контура скорости показал, что первый сомножитель  $\tilde{J}_{\Sigma} / J_{\Sigma}$  обусловлен вариацией величины суммарного момента инерции двигателя  $\tilde{J}_{\Sigma}$ , а второй – наличием упругой связи между двумя массами и внешнего вязкого трения на них. Вариация величины  $\tilde{J}_{\Sigma}$  в замкнутом контуре скорости делает невозможным получение желаемой настройки замкнутой САР, упругое звено в механической связи вносит колебания в переходные процессы контура.

Заметим, что в ПФ точечных объектов для соответствующих контуров  $\tilde{W}_i = 1$  и  $\tilde{W}_{\omega} = 1$ .

**В третьей главе** на основе представленной модифицированной методики синтеза получены робастные регуляторы тока и скорости для векторной системы управления асинхронным электроприводом. Произведен анализ замкнутых САР, содержащих эти регуляторы.

На рис.4 показана структурная схема контура тока по оси Оу, включающая в себя интервальный объект (28) и робастный регулятор. Из рисунка видно, что в состав робастного регулятора входят традиционный ПИ-регулятор и внутренняя точечная модель объекта контура тока.

Анализ ПФ робастных регуляторов тока показал, что синтезированный методом ПУ робастный цифровой регулятор тока позволяет эффективно подавлять влияние вариации величины активного сопротивления статора  $\tilde{R}_{se}$  на качество переходных процессов. Кроме того, система с робастным регулятором тока, по сравнению с традиционными системами, обладает улучшенной обработкой внешнего возмущающего воздействия («просадка» напряжения сети), позволяет подавлять влияние внутренних перекрестных связей.

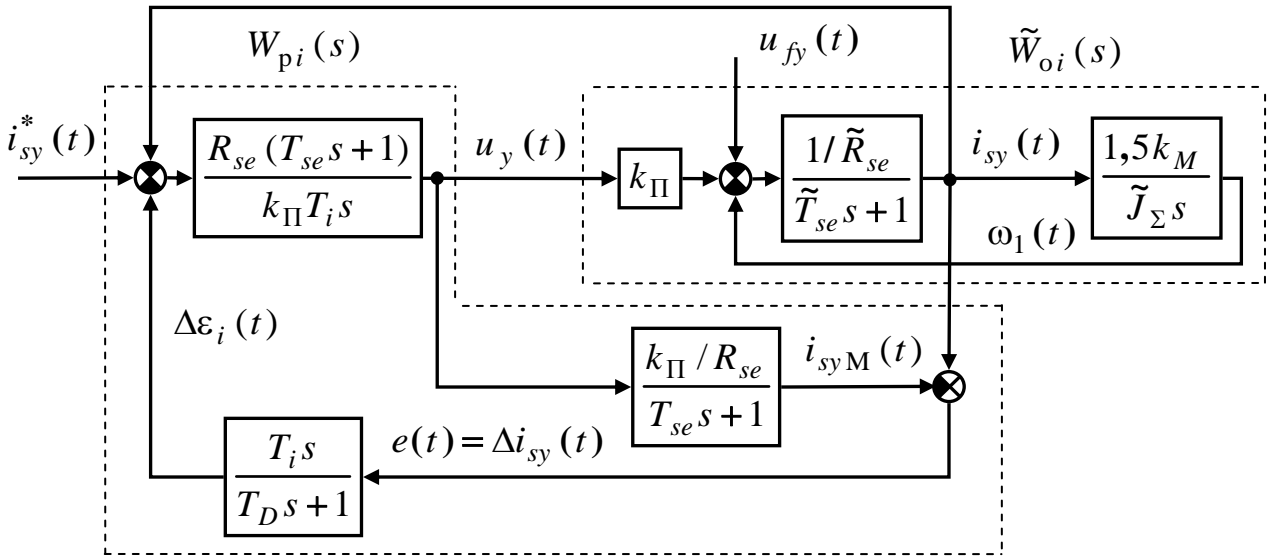


Рис.4.

На рис.5 показана структурная схема контура скорости, включающая в себя интервальный объект (29) и робастный регулятор. Из рисунка видно, что в состав робастного регулятора входят традиционный П-регулятор и внутренняя точечная модель объекта контура скорости.

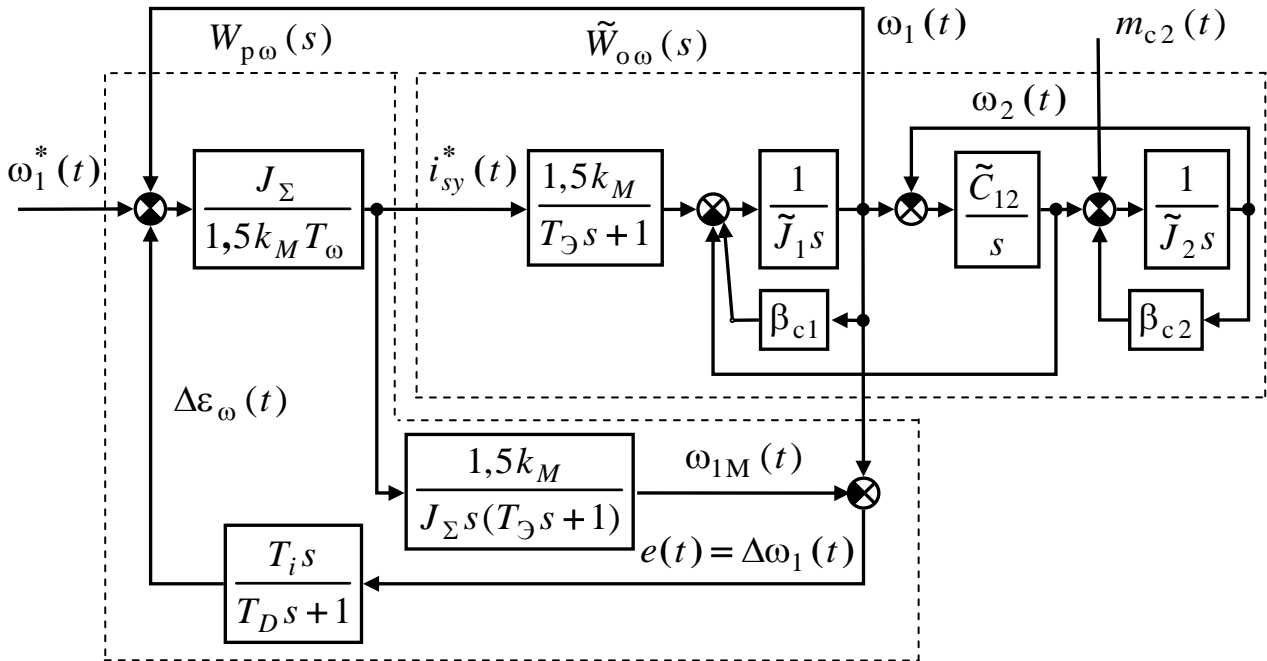


Рис.5.

Анализ ПФ робастного контура регулирования скорости показал, что синтезированный методом ПУ робастный цифровой регулятор скорости позволяет эффективно подавлять влияние вариации величины момента инерции  $\tilde{J}_{\Sigma}$  на качество переходных процессов. Кроме того, система с робастным регулятором скорости по сравнению с традиционными системами обладает улучшенной обработкой внешнего возмущающего воздействия, эффективно демпфирует коле-



бания, вызванные наличием упругой связи между валом двигателя и исполнительным механизмом.

Поэтому переходные процессы замкнутых САР с робастными регуляторами тока и скорости, при соответствующей настройке регуляторов, будут близки к желаемым стандартным даже при наличии параметрических и внешних возмущений.

**В четвертой главе** приведены результаты проверки полученных результатов для контуров тока и скорости на уточнённой модели асинхронного электропривода с векторным управлением, учитывающей дискретные и нелинейные свойства преобразователя в программном пакете *Matlab*, а также на лабораторной установке электропривода.

Для получения приближенных к реальности процессов была создана уточненная модель ПЧ-АД с векторной цифровой системой управления, учитывающей дискретность преобразователя частоты и датчиков тока и скорости.

На рис.6, 7 представлены результаты моделирования контура тока с традиционным (а) и робастным (б) регуляторами. При моделировании контура использованы данные двигателя АДМ100L4 ( $P_N = 4$  кВт). Для изучения влияния внутренних перекрестных связей двигателя на качество переходных процессов из структуры векторной САР исключен блок компенсации перекрестных связей (БК). При этом исследование контура тока осуществлялось при расторможенном роторе. Результаты моделирования представлены в относительных единицах, причем частота вращения ротора показана в масштабе 1:10. Кроме мгновенных значений тока, на рисунках показан ток с датчика средних значений.

На рис.6 представлена реакция контура регулирования тока на ступенчатые изменения задающего ( $t = 0,8$ с) и возмущающего ( $t = 0,9$ с) воздействий. Величина «просадки» амплитуды питающего напряжения сети составляет 30% от номинала. Из рисунка видно, что в системе с робастным регулятором тока динамический «провал» при приложении возмущающего воздействия примерно в три раза меньше, а восстановление заданного значения тока происходит втрое быстрее, чем в традиционных САР. Это подтверждает ранее сделанные выводы об улучшенной отработке внешнего возмущающего воздействия робастной САР тока. Отсутствие в робастной системе статической ошибки также подтверждает сделанные в главе 3 выводы о том, что в случае применения робастного регулятора использование БК в структуре векторной САР не обязательно.

На рис.7 представлены процессы в контурах регулирования тока при вариации  $R_{se}$  (1 – задание на ток  $I_{sy}^*$ ; 2, 3, 4 – средние значения токов  $I_{sy}$  при расчетном значении  $R_{se}$ , при уменьшении и увеличении  $R_{se}$  в 1,5 раза соответственно; 5 – скорость двигателя). Анализ поведения робастной системы при вариации  $R_{se}$  в 1,5 раза показывает стабильность характеристик робастной системы, что также подтверждает сделанные ранее предположения о слабой параметрической чувствительности робастных систем.

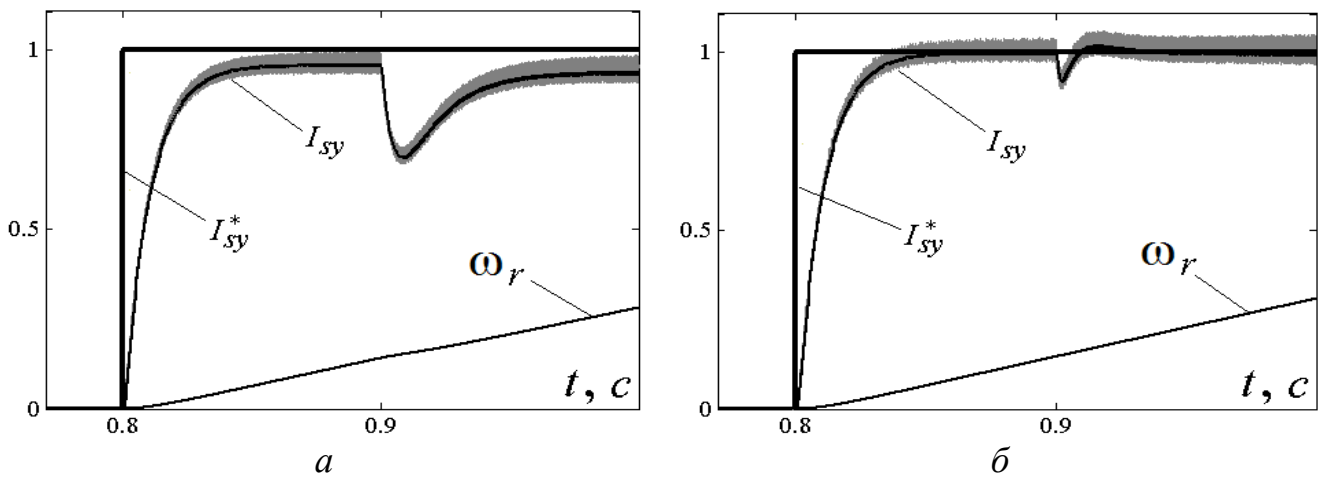


Рис.6.

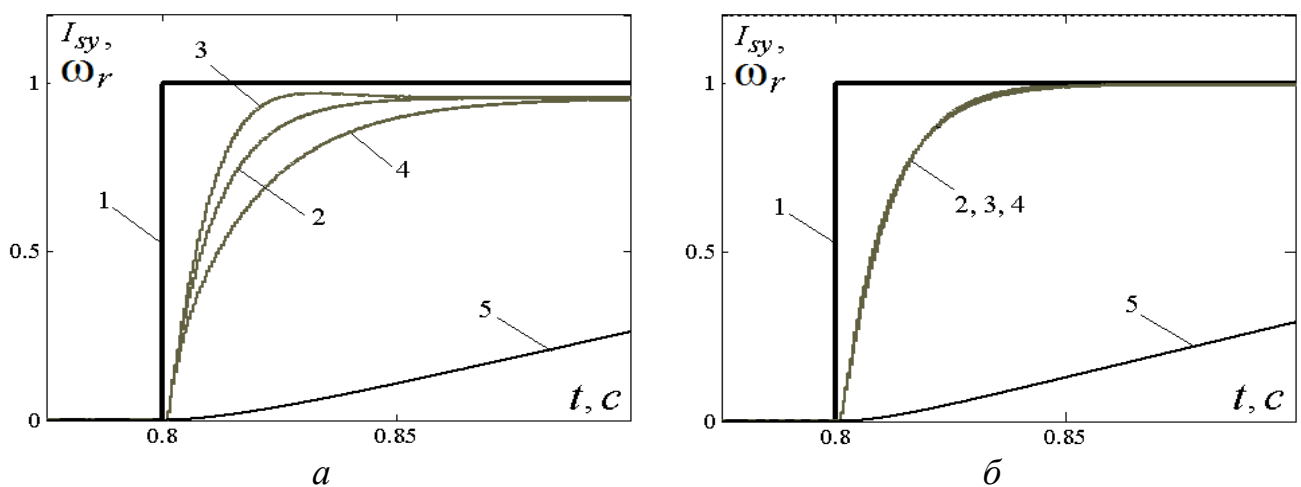


Рис.7.

На рис.8, 9 представлены результаты моделирования контура скорости с традиционным (а) и робастным (б) регуляторами. При моделировании контура скорости использованы данные двигателя 1LA7083-4AA60-Z ( $P_N = 0,75$  кВт). Результаты моделирования представлены в относительных единицах, причем момент двигателя показан в масштабе 1:3. На рис.8 показана реакция контура регулирования скорости на ступенчатое изменение задающего воздействия при вариации  $J_\Sigma$  (1 – при номинальном  $J_\Sigma$ , 2 – при уменьшении  $J_\Sigma$  в 3,5 раза, 3 – при увеличении  $J_\Sigma$  в 3,5 раза).

На рис.9 представлена реакция контура регулирования скорости на ступенчатое изменение задающего воздействия при наличии упругой связи между двигателем и механизмом. Из процессов видно, что робастная система более эффективно демпфирует колебания, связанные с влиянием упругости. На рис.9, кроме среднего значения момента, показано его мгновенное значение.

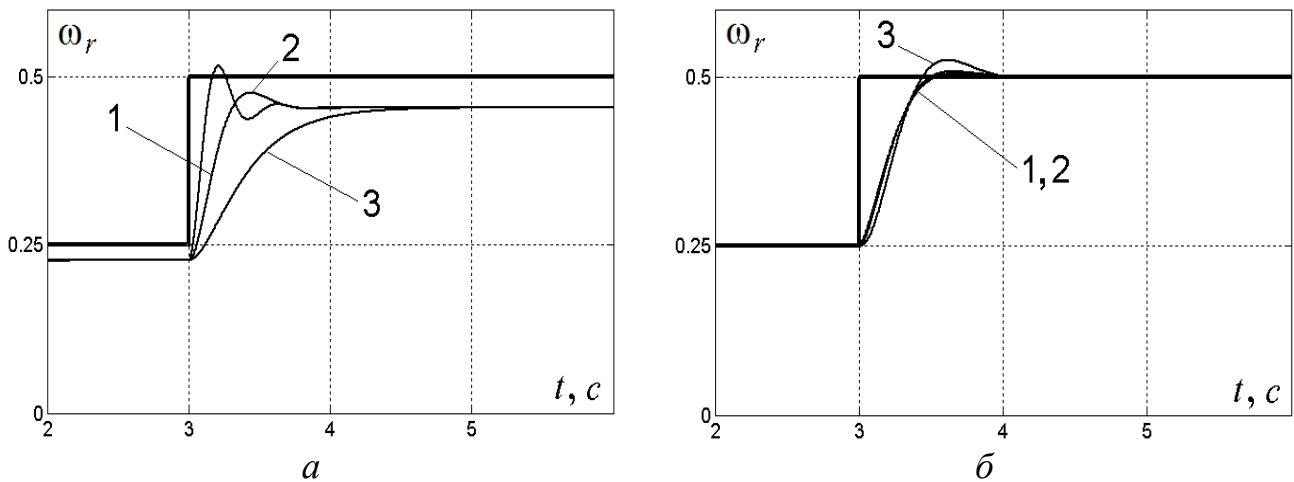


Рис.8.

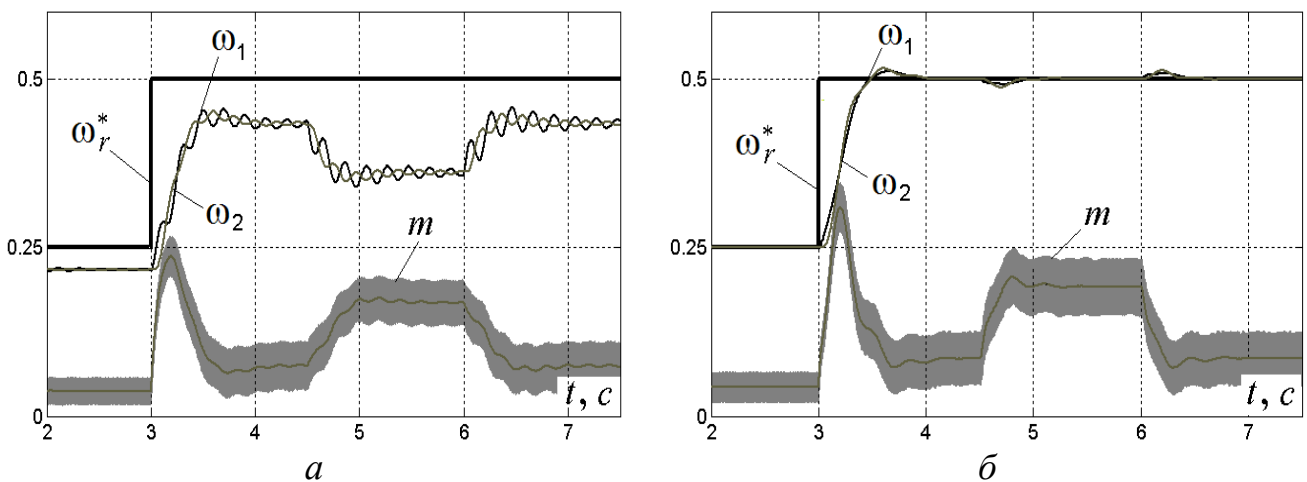


Рис.9.

Достаточно простая структура робастного регулятора скорости позволила реализовать его в стандартных преобразователях, допускающих произвольное изменение пользователем структуры системы управления. К таким преобразователям относятся преобразователи фирмы «*SIEMENS*», например *SIMOVER MASTERDRIVE Vector control*. При этом исходная типовая векторная САР скорости дополняется внутренней точечной моделью объекта, составленной из элементов библиотеки «Свободные блоки» в программе «*Drive Monitor*».

Результаты экспериментов представлены на рис.10 (*а* и *б* – векторная система регулирования с П-регулятором; *в* и *г* – с ПИ-регулятором; *д* и *е* – с робастным регулятором). При этом на рис.10 *а*, *в*, и *г* представлены реакции контуров скорости на ступенчатое изменение задающего воздействия при вариации  $J_{\Sigma}$ : 1 – при номинальном  $J_{\Sigma}$ , 2 – при уменьшении  $J_{\Sigma}$  в 3,5 раза, 3 – при увеличении  $J_{\Sigma}$  в 3,5 раза. На рис.10 *б*, *г* и *е* – реакция контура регулирования скорости при заметном влиянии упругой связи между двигателем и механизмом. Все переменные представлены в относительных единицах, в долях от номинальных значений, масштаб момента составляет 1:3.

Из рисунков видно, что замкнутая система с робастным регулятором скорости действительно не только обладает слабой параметрической чувстви-

ностью и улучшенной обработкой внешних возмущающих воздействий («наброса» нагрузки), но и позволяет значительно снизить упругие колебания по сравнению с традиционными П- и ПИ-регуляторами скорости.

Для оценки достоверности полученных результатов выполнено сравнение процессов, полученных на уточненной модели и на экспериментальной установке. Сравнение этих кривых показало, что их максимальное расхождение не превышает 5%, что говорит о высокой степени совпадения результатов теоретических и экспериментальных исследований.

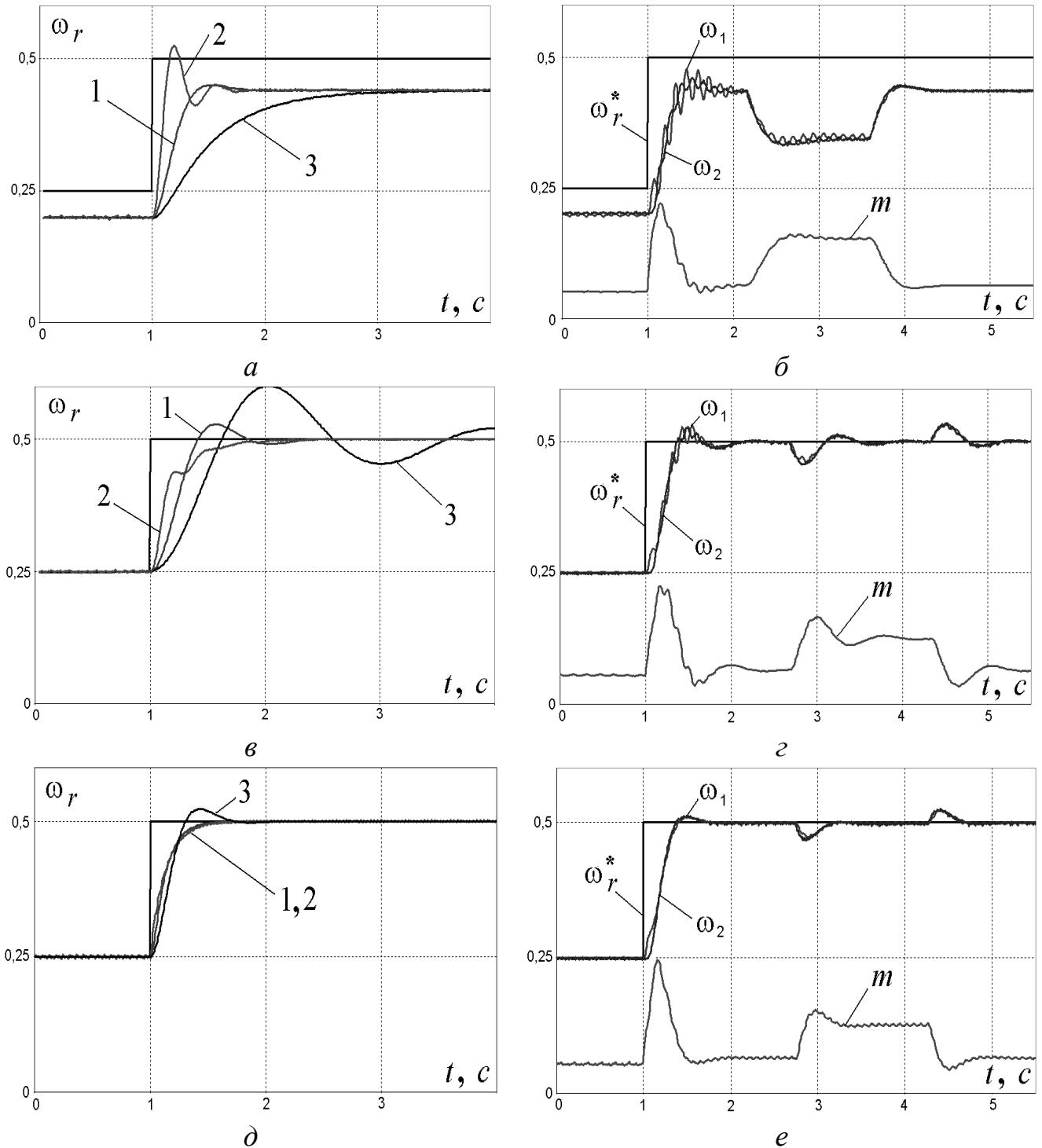


Рис.10.

Таким образом, результаты, полученные при моделировании на уточненной модели и лабораторном стенде, подтвердили ранее сделанные выводы и показали работоспособность и высокое качество робастной системы. Кроме того, несомненным достоинством представленных робастных регуляторов по сравнению с другими подобными системами является отсутствие «произвола» при настройке системы. Робастный регулятор тока может быть рекомендован для получения качественных переходных процессов в системах управления при питании двигателя от «слабых» линий или от сетей, для которых характерны значительные «просадки» напряжения (например, сети трамвайно-троллейбусного хозяйства); робастный регулятор скорости – для получения качественных переходных процессов в промышленных САР асинхронного электропривода с 3–4-кратной вариацией момента инерции и (или) заметным влиянием упругостей механической части.

**В приложении** представлены описание лабораторной установки для исследования частотно-регулируемого асинхронного электропривода с векторной системой управления на основе преобразователя частоты *SIMVERT* и справка об использовании результатов работы.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Выполнен обзор современных методов синтеза робастных систем управления. Представлены алгоритмы синтеза робастных регуляторов этими методами, дана оценка их математической сложности и области применения каждого из методов. Для синтеза робастных векторных САР асинхронного электропривода предпочтение было отдано методу ПУ как наиболее простому и эффективному.
2. Разработаны интервальные математические модели асинхронного электропривода с учетом вариации параметров, наличия внутренних перекрестных связей и упругой связи второй массы. Приведены границы вариации интервальных параметров объекта в асинхронном электроприводе. Разработана методика выбора из множества точечных моделей, составляющих интервальную модель объекта, такой, которая бы обеспечивала одинаковое и минимальное отклонение качества регулирования выходной координаты при изменении соответствующего параметра в заданных границах интервала.
3. Разработана модифицированная методика синтеза робастных регуляторов методом ПУ, отличающаяся от известной простотой и физической наглядностью системы. На основе модифицированной методики выполнен синтез цифровых робастных регуляторов тока и скорости. При этом рассмотрены два подхода к синтезу регуляторов: в аналоговом виде с последующим переводом в цифровую форму и синтез непосредственно в дискретной области. Оценены границы применимости таких регуляторов.
4. На основе интервального подхода к описанию замкнутых САР выполнены теоретические исследования цифровых робастных САР как в общем виде, так и для замкнутых САР тока и скорости. В результате исследований сде-

ланы выводы о том, что полученные робастные регуляторы обладают улучшенной обработкой внешних возмущающих воздействий и слабой параметрической чувствительностью.

5. Выполнено сравнение полученного робастного регулятора скорости с другими известными решениями. Сделан вывод о том, что метод ПУ позволяет синтезировать робастные САР с лучшим качеством переходных процессов по возмущению и меньшей параметрической чувствительностью.
6. Экспериментальные исследования, выполненные методами математического моделирования векторной САР с уточненной моделью объекта, учитывающей дискретные свойства транзисторного преобразователя и упруго-диссипативные силы в механической связи, а также на лабораторной исследовательской установке, полностью подтвердили основные результаты теоретических исследований.
7. Синтезированный методом ПУ робастный регулятор скорости, благодаря своей простоте, позволяет реализовать его в стандартном промышленном преобразователе без дополнительных капитальных затрат. При этом расчёт и наладка такой системы не вызывает особых затруднений. Это позволяет рекомендовать разработанные робастные регуляторы для промышленного использования в реальных системах управления электроприводами.

**Основные положения диссертации опубликованы в следующих работах:**

1. Ишматов З.Ш. Синтез методом полиномиальных уравнений систем электропривода, инвариантных к параметрическим и внешним возмущениям / З.Ш. Ишматов, М.А. Волков, Е.А. Гурентьев // Электротехника. 2007. № 11. С. 30–37.
2. Гурентьев Е.А. Робастная цифровая система управления асинхронным электроприводом / Е.А. Гурентьев, З.Ш. Ишматов, Ю.В. Плотников // Электротехника. 2009. № 9. С 34 – 41.
3. Ишматов З.Ш. Полиномиальный подход к синтезу робастных регуляторов электропривода / З.Ш. Ишматов, Е.А. Гурентьев, Ю.В. Плотников, М.А. Волков // Известия ТулГУ. Технические науки. Вып. 3. В 5 ч. Тула: Изд-во ТулГУ, 2010. Ч.1. С. 145 – 153.
4. Волков М.А. Синтез регуляторов двухмассовой электромеханической системы / М.А. Волков, Е.А. Гурентьев, З.Ш. Ишматов // Научные труды IX отчетной конференции молодых ученых ГОУ ВПО УГТУ-УПИ. Ч.1. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2005. С. 306–307.
5. Ишматов З.Ш. Синтез адаптивных регуляторов электропривода методом полиномиальных уравнений / З.Ш. Ишматов, Е.А. Гурентьев // Электротехнические системы и комплексы: Межвузовский сб. науч. тр. Вып. 14. - Магнитогорск: МГТУ, 2007. С. 22–33.
6. Гурентьев Е.А. Оптимизация реакции на возмущающее воздействие в электроприводе постоянного тока / Е.А. Гурентьев, З.Ш. Ишматов // Научные труды XII отчетной конференции молодых ученых ГОУ ВПО УГТУ-УПИ. Ч.3. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2007. С. 232 – 233.

7. Ишматов З.Ш. Полиномиальный подход к синтезу и анализу систем управления электроприводами / З.Ш. Ишматов, М.Ю. Волков, Е.А. Гурентьев, Ю.В. Плотников // Труды V Международной (16 Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП 2007. СПб, 2007. С. 141 – 144.
8. Ишматов З.Ш. Синтез полиномиальными методами адаптивной системы управления электроприводом / З.Ш. Ишматов, Е.А. Гурентьев // Материалы международной научно-технической конференции «Информационные системы и технологии ИСТ-2008». Н.Новгород, 2008. С. 227 – 228.
9. Ишматов З.Ш. Синтез полиномиальными методами цифровой адаптивной системы управления электроприводом / З.Ш. Ишматов, Е.А. Гурентьев // Электротехнические системы и комплексы: Межвузовский сб. науч. тр. Вып. 15. - Магнитогорск: МГТУ, 2008. С. 65–72.
10. Ишматов З.Ш. Синтез адаптивных регуляторов электропривода полиномиальными методами / З.Ш. Ишматов, Е.А. Гурентьев, Ю.В. Плотников // Вестник Национального технического университета «Харьковский политехнический институт». Серия «Электротехника, электроника и электропривод». Харьков, 2008. С. 236 – 237.
11. Гурентьев Е.А. Оптимальная настройка робастных регуляторов электропривода переменного тока / Е.А. Гурентьев, З.Ш. Ишматов, В.В. Куцин // Материалы региональной научно-технической конференции НТИ(ф) УГТУ-УПИ «НАУКА-ОБРАЗОВАНИЕ-ПРОИЗВОДСТВО: Опыт и перспективы развития». Нижний Тагил, НТИ(ф) УГТУ-УПИ, 2009. С. 51 – 54.
12. Ишматов З.Ш. Оптимизация настройки робастных регуляторов электропривода переменного тока / З.Ш. Ишматов, Е.А. Гурентьев, В.В. Куцин // Материалы международной научно-технической конференции «Информационные системы и технологии ИСТ-2009». Н.Новгород, 2009. С. 235 – 236.
13. Гурентьев Е.А. Модифицированная методика синтеза робастных регуляторов асинхронного электропривода / Е.А. Гурентьев, З.Ш. Ишматов // Электротехнические системы и комплексы: Межвузовский сб. науч. тр. Вып. 18. - Магнитогорск: МГТУ, 2010. С. 192 – 202.

---

Подписано в печать 16.11.2010

Уч.-изд. л. 1,2

Тираж 100 экз. Заказ

Усл. печ. л. 1,3  
Бесплатно

---

Ризография НИЧ УрФУ им. первого Президента России Б.Н. Ельцина  
620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 19